

Ortogonalní multiplex s kmitočtovým dělením

P. Chrobák.

¹ Ústav automatizace a řízení, Fakulta aplikované informatiky, UTB ve Zlíně,
Nad Stráněmi 4511, Zlín

² E-mail : chrobak@fai.utb.cz

Anotace:

Článek seznamuje čtenáře s technologií širokopásmové modulace využívající kmitočtové dělení kanálu OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). V současné době jsou kladeny stále vyšší nároky na kvalitu přenosu digitálního signálu jak u rozhlasového tak i televizního vysílání. Na rozdíl od jiných modulací, které pouze využívají jednu nosnou frekvenci modulace OFDM používá několik stovek až tisíc nosných kmitočtů. V příspěvku je představen vývoj širokopásmové modulace s podrobným rozбором převodu signálů z frekvenční oblasti do časové a také výhody takového řešení.

Abstract:

The article should familiarize readers with broadband technology that uses frequency division modulation channel OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Currently, the increasing demands for quality digital signal transmission in both radio and television broadcasts. Unlike other modulations, which only use one carrier frequency modulation OFDM uses several hundreds to thousands of carriers. The paper introduced the development of broadband modulation with a detailed analysis of the transfer of signals from the frequency domain to the time and also the benefits of such a solution.

ÚVOD

V posledních letech nacházejí bezdrátové systémy stále širší uplatnění v každodenním životě. Při přenosu signálu prostorem dochází k interferencím způsobených vícecestným šířením signálu. K těmto interferencím dochází, pokud signál během přenosu mezi vysílačem a přijímačem narazí na překážku, od které se odrazí a poté dopadne na přijímací anténu signál z vysílače amplitudově deformován a fázově zpožděn.

Jednou z možností řešení tohoto problému je metoda, která využívá převodu vstupního vysokorychlostního datového toku na řadu pomalejších paralelních datových toků, kterou nazýváme Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM). Tato technologie je součástí řady bezdrátových standardů, jako je Wi-Max, DVB, LTE, LTE-A a další.

1. DIGITÁLNÍ MODULACE

Pod tímto pojmem rozumíme zobrazení datové zprávy reprezentované vektorem diskretních datových symbolů do množiny modulovaných signálů ve spojitém čase. Systémy používající toto zobrazení nazýváme digitální modulátor. Modulace se nazývá digitální právě proto, že datové symboly nabývají diskretních hodnot a jsou diskretní v čase.

Vektor datových symbolů je $\vec{d} = (\dots, d_n, \dots)^T$, kde jednotlivé datové symboly tedy nabývají hodnoty z množiny (abecedy datových symbolů). [1], [2].

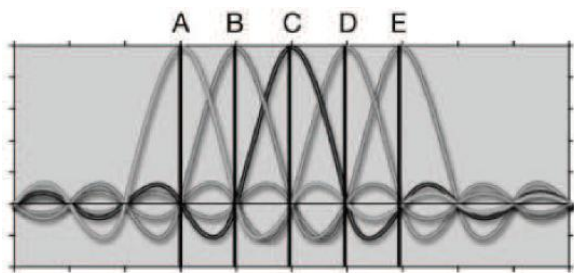
$$d_n \in \{d^{(i)}\}_{i=1}^{M_d} \quad (1)$$

d_n = množina datových symbolů

M_d = počet prvků (abecedy)

1.1 Problematika OFDM

Z historického hlediska je princip OFDM znám již několik desítek let. Jeho nasazení do ostrého provozu však dříve bránila obtížnost zpracování signálu v reálném čase. V současné době je tento nedostatek odstraněn, protože došlo k rozvoji nových technologií, které snížily náklady na zpracování signálu potřebného k aplikacím OFDM. Metodu řadíme do skupiny širokopásmových modulací využívajících kmitočtové dělení kanálu pro komunikaci. Jednotlivé nosné frekvence jsou dále modulovány různě robustními modulacemi, jako jsou BPSK, QPSK, M-QAM. Signály jsou vzájemně ortogonální což znamená, že jejich skalární součin je nulový, takže maximum každé nosné se překrývá s průchody nulou ostatních nosných, jak je zobrazeno na obrázku 1. [1], [3].



Obr. 1: Princip ortogonalita OFDM [3]

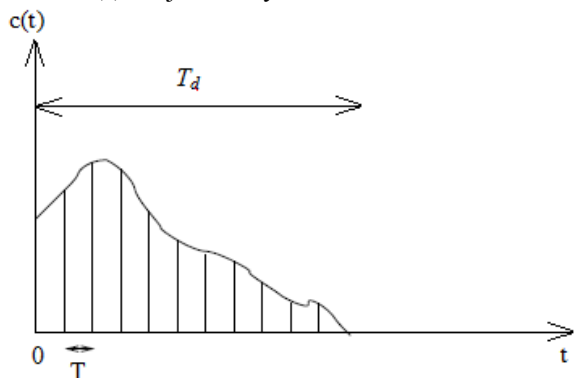
Z toho vyplývá, že jeden širokopásmový kanál je možné rozdělit na množství úzko-pásmových subkanálů, jejichž ortogonalita zaručuje šetření frekvenčního pásma a účinný přenos dat v bezdrátovém disperzním prostředí s vícecestným šířením signálu. Díky vysoké datové propustnosti, flexibilitě a jednoduché implementaci se OFDM stalo základem v současných standardech jako DSL (Digital Subscriber Line), LTE Advanced (Long Term Evolution), DAB (Digital Audio Broadcasting), DVB (Digital Video Broadcasting), WLAN (Wireless Local Area Network) IEEE 802.11 a-g, a Wi-MAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) IEEE 802.16.

1.2 Princip

Uvedme si jednoduchý příklad z rozděleného frekvenčního kanálu. Uvažujme, že $r(t)$ je dolní propust přijímaného signálu:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) x(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (2)$$

Frekvenční rozdělení nastane vždy, když vysílaný signál $x(t)$ zaujímá v intervalu šířku pásma větší než soudržnost pásma B_{coh} od kanálu $c(t)$, (definována jako převrácená hodnota zpoždění šíření T_d). V tomto případě frekvenční složky $x(t)$ s frekvenčním oddělením překročí B_{coh} podléhají různým ziskům. Na obrázku 2. je zobrazena typická impulsní časová odezva $c(t)$ na jednotlivých kanálech OFDM.



Obr. 2.: Více kanálové cesty

Pro velké datové rychlosti je hodnota T ve srovnání s celkovou šířkou kanálu T_d malá, a proto vstupní

signál musí procházet základním frekvenčním rozdělením.

Vícekanálová cesta je modelována pomocí impulsní odezvy, která je dána vztahem (3):

$$c(t) = \sum_{l=0}^{M-1} \lambda_l(t - \tau_l) \quad (3)$$

kde $c(t)$ je přenosový filtr a T_d je doba trvání odezvy zpoždění šíření. Toto komplexní zesílení $(\lambda_l)_{l=0, \dots, M-1}$ je vícenásobné zesílení, $(\tau_l)_{l=0, \dots, M-1}$, kterému odpovídají časové prodlevy.

Rozdíl každého zisku jakož i časového zpoždění je obvykle stanoven šířkou měřeného pásma, jak můžeme vidět v následující tabulce 1. [5], [7].

Číslo	Zpoždění ns	Průměrná relativní síla (db)
1	0	-4,9
2	10	-5,1
3	20	-5,2
4	40	-0,8
5	70	-1,3
6	100	-1,9
7	140	-0,3
8	190	-1,2
9	240	-2,1
10	320	0
11	430	-1,9
12	560	-2,8
13	710	-5,4
14	880	-7,3
15	1070	-10,6

Tabulka 1

V tabulce 1. Je zobrazeno zpoždění kanálu E a A . Budeme li dále předpokládat, že přenosový filtr je ideální $G(f) = 1$ pro

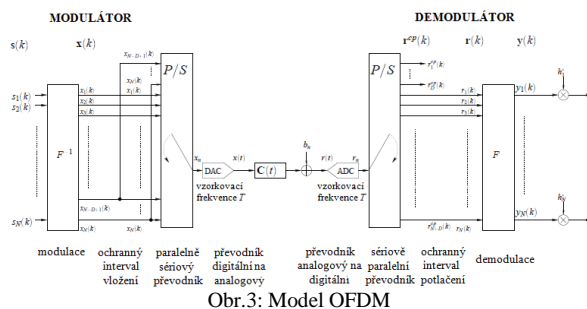
$$f \in \left[-\frac{W}{2}, \frac{W}{2} \right] \quad (4)$$

a 0 vnější, $G(f)$ existuje Fourierova transformace z přenosového filtru $g(t)$.

$$g(t) = \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} c(\tau) x(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (5)$$

Jedním z hlavních problémů v přenosovém schématu je přijetí $x(t)$ z rovnice. Této činnosti říkáme vyrovnání, a to protože ze vztahu (5) vyjadřuje frekvenčně závislé $x(t)$ na různých vlastnostech kanálu. Výpočet se stává složitějším, čím více se rozrůstá frekvenční různorodost kanálu s pamětí. Čím více se zvyšují výpočetní nároky, tím více energie je potřeba na takovéto vyrovnání. Náklady na tento energeticky náročný přenos by byly neúměrně vysoké.

Hlavní myšlenkou přenosů, OFDM je převést vysokou výpočetní náročnost ze vztahu (5) do jedné násobné. OFDM přidává redundanci, kterou nazýváme cyclic prefix a tím se snaží zlepšit vlastnosti kanálu. Kruhová konvoluce může být diagnostikována podle jednoduché FFT (Fast Fourier transform), která převede vstupní signál z časové oblasti do několika paralelních frekvenčních kanálů. Hlavní výhodou systémů využívající OFDM je nízká cena pro implementování těchto digitálních FFT modulátorů. Na obrázku níže vidíme běžný vysílač OFDM. [5], [-7].



Vstupní rychlost informace je rozdělena na velikost N dílčích prvků. Data jsou přenášena bloky o velikosti

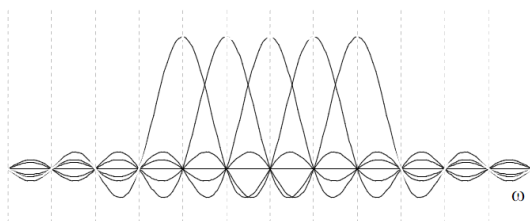
$$N: s(k) = [s_1(k), \dots, s_i(k), \dots, s_N(k)]$$

kde index k symbolizuje blok OFDM a index i určuje nosnou vlnu. Část OFDM je před kódová inverzní FFT matice $F_N^H = F_N^{-1}$ tím se získá tzv. časová

oblast části vektoru

$$x(k) = [x_1(k), \dots, x_i(k), \dots, x_N(k)].$$

Na výstupu IFFT (Inverse fast Fourier Transform), je ochranný interval D vzorky se vloží na začátek každého bloku $[x_{N-D+1}(k), \dots, x_N(k), x_1(k), \dots, x_i(k), \dots, x_N(k)]$. Skládá se z cyklického rozšíření v časové oblasti OFDM symbolu o velikosti větší než impulsní odpověď kanálu ($D > L - 1$). Cyklický prefix (CP) je připojen mezi každý blok pro transformaci vícecestných zavinutí do jednoho kruhu. Po průchodu jednotlivými bloky paralelního do sériového (P/S) a digitálně analogového převodu je signál přeposlán přes frekvenčně dělený kanál.



Obr.4: Spektrum modulace OFDM

Kanál může být nahrazen násobkem jednotlivých impulzů Finite Impulse Response (FIR), které mají

odezvu na signál $c_N = [c_1, \dots, c_{L-1}, 0, \dots, 0]$. Obvykle je tento systém navržen tak, že D je menší než

$$N \Rightarrow \left(D = \frac{N}{4} \right) \text{ a větší než } (L - 1).$$

Z tohoto vztahu vyplývá, že redundance faktoru je rovna

$$\frac{N}{N + D}.$$

Aby se zabránilo spektrálně neefektivním přenosům musí se zvolit mnohem větší, N než

$$D \Rightarrow \left(\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N}{N + D} = 1 \right): D \text{ je stanoveno na}$$

základě refundačního faktoru, který ovlivňuje počet nosných. Složitost výpočtu FFT stoupá s přibývajícím množstvím nosných frekvencí. Výběr N závisí na typu kanálu, kde při různé přenosové rychlosti se ztrácí diverzita kanálu a zároveň impulsní odezva.

Na straně přijímače se provádí diskretní symetrické operace, ve kterých se převádí analogový signál do digitální podoby. Diskretní časový signál s intervalem r^{CP} je daný pro tento výraz:

$$r^{CP} = \begin{bmatrix} r^{CP}_1(k) \\ r^{CP}_2(k) \\ \vdots \\ r^{CP}_{N+D}(k) \end{bmatrix}_{(N+D) \times 1} = H_{BI} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \\ x_N(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix}_{(N+D) \times 1} + H_{BI} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k-1) \\ \vdots \\ x_N(k-1) \\ x_N(k-1) \\ \vdots \\ x_N(k-1) \end{bmatrix}_{(N+D) \times 1}$$

S

$$H_{BI} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & & & & \\ 0 & & & & & 0 \\ \vdots & & & & & \\ 0 & \dots & 0 & c_{L-1} & \dots & c_0 \end{bmatrix}_{(N+D) \times (N+D)}$$

a

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ \dots \\ x_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = F_N^H \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

V následujícím výrazu hodnota H_{BI} představuje mezi-symboley interferenci vzniklou na základě výběru frekvenčního kanálu OFDM v čase k $[x_{N-D+1}(k), \dots, x_N(k), x_1(k), \dots, x_i(k), \dots, x_N(k)]$, kde H_{BI} odpovídá rozdílu mezi dvěma mezi-bloky přenosu OFDM v čase k $[x_{N-D+1}(k), \dots, x_N(k), x_1(k), \dots, x_i(k), \dots, x_N(k)]$ a čase $(k-1)$ $[x_{N-D+1}(k-1), \dots, x_N(k-1), x_1(k-1), \dots, x_i(k-1), \dots, x_N(k-1)]$. Z čehož vyplývá následující vztah:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k z^{-k}$$

takže kanálová přenosová funkce bude:

$$H = F_N^{-1} C_N = [H(0), H(e^{j2\pi/N}), \dots, H(e^{j2\pi(N-1)/N})]^T = [h_1, \dots, h_N]^T$$

a to je Fourierova transformace. Pro potlačení rušení mezi jednotlivými částmi jsou na přijímači první D vzorky z přijímaného signálu r^{CP} zahozeny.

$$\begin{bmatrix} r^{CP}_{D+1}(k) \\ \vdots \\ r^{CP}_{N+D}(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} r_1(k) \\ \vdots \\ r_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} c_{L-1} & \cdots & c_0 & 0 \\ 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{(N+D) \times (N+D)} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix}_{(N+D) \times 1}$$

Proto jsou uvedeny v následujícím tvaru:

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ \vdots \\ r_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & c_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{N \times N} F_N^H \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

K otočení lineární konvoluce do kruhové konvoluce se používá cyklické rozdělení. Jakákoli oběžná matice ve Fourierovém základu je diagonální což umožňuje snadnou diagonalizaci kanálu FFT při zpracování v přijímači.

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ \vdots \\ y_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = F_N \begin{bmatrix} r_1(k) \\ \vdots \\ r_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = F_N \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & c_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{N \times N} F_N^H \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

Kruhová konvoluce je výsledkem násobení v frekvenční oblasti i signálů $[s_1(k), \dots, s_N(k)]$ a je přenášena pomocí N paralelních kanálů při dodržení kompletního útlumu h_i .

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ \vdots \\ y_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & h_1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \cdots & \cdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & h_N \end{bmatrix}_{N \times N} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

V případě rušení v přenosu je Gaussův šum vektor $[b_1(k), \dots, b_N(k)]^T$ přidán a je násoben v přijímači u FFT demodulátoru:

$$\begin{bmatrix} n_1(k) \\ \vdots \\ n_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} = F_N \begin{bmatrix} b_1(k) \\ \vdots \\ b_N(k) \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

Vzhledem k tomu, že statistika Gaussova vektoru nemění ortogonalitu transformace $[n_1(k), \dots, n_N(k)]^T$ je Gaussův vektor se stejnou odchylkou. Tyto frekvence potom dáváme odpovídajícímu vzoru OFDM.

1.3 Výhody a nevýhody OFDM

V předchozí kapitole jsme se zabývali, jak OFDM převádí frekvenčně rozdělený kanál do úzkého kanálu pomocí použití cyklického prefixu. Jak již bylo uvedeno jednou z hlavních vlastností OFDM je to, že pro určité zpoždění signálu neroste vzorkovací frekvence tak rychle, jako složitost jednoho nosného systému s ekvalizérem. Tímto důvodem je, že pokud se vzorkovací frekvence sníží na polovinu, bude ekvalizér pracovat dvojnásobnou dobu dvojnásobnou rychlostí, takže jeho složitost poroste kvadraticky s nepřímou úměrností k vzorkovací frekvenci, zatím co složitost OFDM poroste lineárně.

Modulace	Kódový poměr	Síťový poměr na vrcholu PHY	Bitů za symboly
BPSK	1/2	6 Mbit/s	3
BPSK	3/4	9 Mbit/s	4,5
QPSK	1/2	12 Mbit/s	6
QPSK	3/4	18 Mbit/s	9
16-QM	9/16	27 Mbit/s	13,5
16-QM	3/4	36 Mbit/s	18
		volitelný	
64-QM	3/4	54 Mbit/s	27

Tabulka 2 PHY režim IEEE 802

Z tabulky 2 je patrné, že OFDM nachází využití pro zpracování datových rychlostí přesahujících 20 Mb/s. V OFDM systému se provádí pouze jednoduché vyrovnání na přijímači (v rámci jednoho pro každou nosnou je potřeba vypočítat každou inverzní matice). Za předpokladu, že impulzní charakteristika kanálu je kratší nežli ochranný interval, každý vzorec se vynásobí koeficientem kanálu Inter-Symbol Interference (ISI). Kanál musí být ještě kompenzován násobením každého výstupu FFT vybraným koeficientem:

$$\hat{s}(k) = g_i h_i s_i(k) + g_i(k) n_i(k) \quad (6)$$

Matice ekvivalentní rovnice je dána vztahem:

$$\hat{s}(k) = G y(k)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & g_2 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \cdots & \cdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \cdots & & \cdots & \ddots & \cdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & g_N \end{bmatrix}$$

Jako další režimy vyrovnaní si uvedme ZF (Zero forcing) popřípadě MMSE (Minimum mean square error), které se provádí v přijímači.

$$\text{-ZF vyrovnaní } g_g = \frac{h_i^*}{|h_i|^2} = \frac{1}{h_i} \quad (7)$$

$$\text{-MMSE vyrovnaní } g_i = \frac{h_i^*}{|h_i|^2 + \sigma_i^2} \quad (8)$$

Kde σ_i^2 je šumový rozptyl na nosiči i . Samozřejmě, že koeficienty $(h_i(k))_{i=1 \dots N}$ mohou být známy nebo odhadnuté.

Kanálové zeslabení lze snadno určit pomocí frekvenční oblasti na určené sekvenci nebo metodou náhodného nastavení parametrů (nazývá se šumový odhad). Metodu lze také využít pro rozpoznání časové struktury kanálu, která využívá omezený počet koeficientů. Také je možné vzít v úvahu čas a frekvenční autokorelační funkci kanálu pro rychlý odhad. V klasických standardizovaných systémech, jako je IEEE802.11a, jsou dva po sobě jdoucí OFDM bloky přenášeny na začátku a pro každý snímek odhaduje kanál pro synchronizaci před předáváním údajů. Zde dochází k vyrovnaní šumového rozptylu z nosné do nosné v závislosti na frekvenční odezvě. Dekodér musí být napájen těmito upravenými „metrikami“. Spektrální účinnost je zvýšena použitím frekvenčního překrývání na různých nosných. (oproti 0-9 FDMA systémům).

2. NEDOSTATKY OFDM MODULACE

OFDM nevyužívá kanálové diverzity, které zakazují používání slábnoucích signálů v prostředí. Různorodost signálů v systému OFDM může být menší než u jedné nosné, která používá nesprávný kontrolní kód v signalizaci rozmanitého prostředí. Ve skutečnosti vzhledem k frekvenčnímu slábnutí, může OFDM přenášet informace na jednom vnitřním kanálu nepravidelně z důvodu jeho zeslabení a ztracení v systému. Navíc vlastnost Rayleighova slábnutí může mít podstatný vliv na nekódované OFDM. Metody založené na kódování (konvoluční kódy, blokové kódy, vícerozměrné sestavy, rychlo-kódy) se obvykle používají s odstupem pro zabránění slábnutí signálu. Když na vysílání není k dispozici

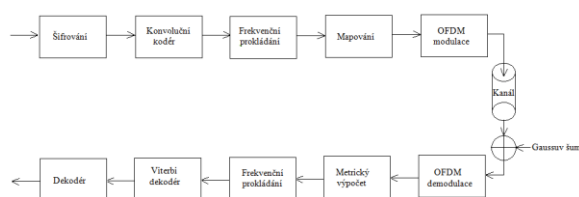
volný kanál je prokládána informace odeslána na jiné vysílání. Pokud přijímač dokáže přijmout různé kopie informací, které na sobě nezávisle zeslábly, může vhodná kombinace kopií tyto data obnovit.

V případě časového proložení jsou kódované bity posílány v různých časových intervalech, s intervalem vzdálenosti větším, než je soudržnost doby kanálu. OFDM nachází své využití v prostředích, ve kterých rychle slábne signál. V opačném případě dochází k nepřipustnému zpoždění signálu v přenosu.

Frekvenčně modulované signály jsou obzvláště vhodné do prostředí, kde dochází k odrazu signálu. Kódované bity jsou zasílány v různých frekvenčních pásmech, které odděluje koherenční šířka pásma.

V případě časového prokládání je kódovaná informace zasílána pomocí různých antén. Zvláště v jednom časovém intervalu systémy kódování využívají tzv. Alamoutiovo schéma.

Jako speciální případ kódové různorodosti používané v OFDM je obvykle použito běžné COFDM schéma. U klasických COFDM standardních systémů se první vstupní bitový tok kóduje pomocí generování rovnoměrně rozdělených bitů n vstupu kodéru. Tyto bity jsou pak zpracovány konvolučním kodérem. Ty mají pak frekvenční odstup v jednom OFDM bloku (časové prokládání se neprovádí přes bloky OFDM v IEEE802a) a jsou mapovány do symbolů, které jsou odesílány do OFDM modulátoru. Velikost paměti kodéru je velice důležitá. V reálu kodér provádí redundantní šíření informací kanálem za pomoci propojení různých bitů a paměti kodéru. Tímto „šířením“ informací lze dosáhnout v některých případech úplné diverzity. Na přijímači jsou prováděny symetrické operace. Metriky jsou s frekvencemi prokládány. Tyto metriky jsou pak vkládány do Viterbi dekodéru, aby načetly seřazené bity do dekodéru.



Obr.5: COFDM schéma

Základní přenosový signál může také vykazovat významné kolísání amplitudy v čase, generování vysokých vstupních poměrů na zesilovač vysílání. Tento zesilovač přenáší nelineární zkreslení, které narušuje ortogonalitu mezi nosiči. Toto maximum se v průměrném výkonovém procentu zvýší. V poslední době se intenzivně hledá způsob jak snížit nároky na spotřebu energie zesilovače. Nejčastěji je maximum v průměrném výkonovém procentu založeno na modifikaci vysílaného signálu pomocí korekčního vektoru. To klade nároky na vysokou konstrukční složitost vysílání. Vektor korekce je přidán k frekvenčním symbolům což umožňuje lepší

uspořádání průměrných vlastností v poměru k výkonu (Tone Insertion method of Tellado).

Model OFDM platí pouze, pokud je kanálová délka fakticky menší než cyklický prefix. V případě, že ortogonalita není mezi subnosnými frekvencemi a je pouze aproximativní a na nějaké vnitřní nosné interferenci se objeví symbol, který přenáší na daném sub-nosiči znečištění sousedních sub-nosných. K tomuto problému dochází zejména v souvislosti s ADSL a je řešen pomocí zkrácení filtru na straně přijímače, jehož cílem je snížit kanálovou délku tak, aby se minimalizovali vnitřní nosné interference.

OFDM je také citlivější na frekvenční vyrovnaní stejně jako na synchronizační problémy. V prvním případě frekvenční vyrovnaní přenáší vnitřní nosné rušení a ničí ortogonalitu mezi jednotlivými subnosnými. V druhém případě chybou synchronizace vznikne fázový posuv na očekávané symboly. Citlivost OFDM systémů na vyrovnaní nosné frekvence a fázový šum je analyticky analyzována. Z toho všeho plyne, že OFDM je daleko citlivější na frekvenční vyrovnaní a fázový šum než na jednu nosnou modulaci. Citlivost se zvyšuje s velikostí uspořádání.

Čím je vyšší citlivost OFDM na jedné nosné je pak nejvíce ovlivněna při N krát delší době trvání symbolu bloku OFDM a rušením vnitřních nosičů v důsledku ztráty nosiče ortogonalitu

feld.cvut.cz/cs/system/files/files/cs/vyuka/predmety/x38ssl/ofdm.pdf

- [3] NOWAK, Dan. *Adaptivní OFDM* [online]. Brno, 2011 [cit. 2012-11-01]. Dostupné z: https://dspace.vutbr.cz/bitstream/handle/11012/7277/MMS_Ev8.pdf?sequence=1. Diplomová práce. VUT Brno.
- [4] ŠKAPA, Martin. *Komunikační systémy založené na principu OFDM* [online]. Brno, 2009 [cit. 2012-12-02]. Dostupné z: http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=13896. Diplomová práce. VUT Brno.
- [5] PDF,.; Short introduction to OFDM 2004. [cit. 2012-12-04] Dostupné z: http://flexible-radio.org/sites/default/files/media/1/tutorial_1_ofdmtutorial.pdf
- [6] Wikipedie. *Orthogonal frequency-division multiplexing* [online]. 2012. [cit. 2012-12-06]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_Multiplexing
- [7] Bertrand Muquet. In: *Subspace-Based Blind and Semi-Blind Channel Estimation for OFDM Systems* [online]. 2002 [cit. 2012-11-06]. Dostupné z: <http://bertrand.muquet.free.fr/Papers/SubspaceIEEEESP.pdf>

Závěr

Cílem článku bylo seznámit čtenáře s metodou OFDM, která nám umožňuje zabránit interferencím, které vznikají při přenosu signálu prostorem. Tato metoda byla známa již mnoho let, ale až v poslední době se podařilo vyřešit obtížnost zpracování signálu v reálném čase, které umožnili nové technologie. V první části je podrobně rozebrán princip převodu vysokorychlostního datového toku na řadu pomalejších paralelních datových toků, které se následně modulují na řadu subnosných vln a přenášejí k přijímači. Tato modulace je realizována pomocí signálového procesoru, který vykonává výpočet inverzní Fourierovy transformace. Poslední část článku se zabývá srovnáním výhod a nevýhod řešení takového přenosu informací. Hlavní výhodou této metody je lepší využití frekvenčního spektra, které je přínosné jak pro rozhlasové tak i pro televizní vysílání. Ve srovnání s jinými modulacemi, modulace OFDM umožňuje přenos více programů na jednom kanále s nižším vysílacím výkonem.

LITERATURA:

- [1] Sýkora, J.: *Teorie digitální komunikace*. Praha 2003. ISBN 80-01-02478-4
- [2] Sýkora, Jan: *Teorie digitální komunikace, skript* ČVUT, Praha, 2002. Dostupné z: <http://measure.feld.cvut.cz/cs/system/files/files/cs/vyuka/predmety/x38ssl/ofdm.pdf>